

<p>(51) Internationale Patentklassifikation 7 : H04L 27/233, 7/02, 7/10, 7/04</p>	<p>A1</p>	<p>(11) Internationale Veröffentlichungsnummer: WO 00/67441</p> <p>(43) Internationales Veröffentlichungsdatum: 9. November 2000 (09.11.00)</p>
<p>(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/DE00/01372</p> <p>(22) Internationales Anmeldedatum: 2. Mai 2000 (02.05.00)</p> <p>(30) Prioritätsdaten: 199 20 334.2 3. Mai 1999 (03.05.99) DE</p> <p>(71) Anmelder: INFINEON TECHNOLOGIES AG [DE/DE]; St.-Martin-Str. 53, D-81541 München (DE).</p> <p>(72) Erfinder: SCHENK, Heinrich; Fatimastr. 3, D-81476 München (DE).</p> <p>(74) Anwalt: BANZER, Hans-Jörg; Kraus & Weisert, Thomas-Wimmer-Ring 15, 80539 München (DE).</p>		<p>(81) Bestimmungsstaaten: CN, JP, KR, europäisches Patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).</p> <p>Veröffentlicht Mit internationalem Recherchenbericht. Vor Ablauf der für Änderungen der Ansprüche zugelassenen Frist; Veröffentlichung wird wiederholt falls Änderungen eintreffen.</p>
<p>(54) Title: METHOD AND CIRCUIT ARRANGEMENT FOR ADJUSTING THE SAMPLING RHYTHM OF A PHASE-MODULATED SIGNAL</p>		
<p>(54) Bezeichnung: VERFAHREN UND SCHALTUNGSANORDNUNG ZUR REGELUNG DES ABTASTTAKTS EINES PHASEN-MODULIERTEN SIGNALS</p>		
<p>(57) Abstract</p> <p>According to the invention, in order to adjust the sampling rhythm of a phase-modulated signal which is to be sampled, a sampling-rhythm closed loop (4, 13) is first deactivated, to determine an optimal sampling phase for the adjustment of the sampling rhythm using a constantly changing sampling rhythm. The sampling-rhythm closed loop (4, 13) and a device for adaptively modifying the digital filters, provided to regenerate and demodulate the signals, are only activated once the above phase has been determined. During the start phase, in particular, a signal with a signal constellation which is merely four-phase is used.</p>		
<p>(57) Zusammenfassung</p> <p>Zur Regelung des Abtasttakts eines abzutastenden phasenmodulierten Signals wird während einer Startphase ein Abtasttakt-Regelkreis (4, 13) zunächst deaktiviert, um durch Verwendung eines sich konstant verändernden Abtasttakts eine optimale Abtastphase für die Regelung des Abtasttakts zu bestimmen. Erst danach wird der Abtasttakt-Regelkreis (4, 13) sowie eine adaptive Anpassung von zur Entzerrung und Demodulation des Signals vorgesehenen digitalen Filtern aktiviert. Während der Startphase wird insbesondere ein Signal mit einer lediglich vierstufigen Signalkonstellation verwendet.</p>		
<p>32 - DIGITAL AMPLIFIER (AGC) 13 - GENERATOR OF ERROR AVERAGE VALUES 2 - DEMODULATOR AND REGENERATOR 7 - RHYTHM GENERATOR</p> <p>33 - ADJUSTMENT OF FILTER COEFFICIENTS 10 - MINIMAL VALUE RECORDER K - CONSTANT ADJUSTMENT VARIABLE</p>		

LEDIGLICH ZUR INFORMATION

Codes zur Identifizierung von PCT-Vertragsstaaten auf den Kopfbögen der Schriften, die internationale Anmeldungen gemäss dem PCT veröffentlichen.

AL	Albanien	ES	Spanien	LS	Lesotho	SI	Slowenien
AM	Armenien	FI	Finnland	LT	Litauen	SK	Slowakei
AT	Österreich	FR	Frankreich	LU	Luxemburg	SN	Senegal
AU	Australien	GA	Gabun	LV	Lettland	SZ	Swasiland
AZ	Aserbaidshan	GB	Vereinigtes Königreich	MC	Monaco	TD	Tschad
BA	Bosnien-Herzegowina	GE	Georgien	MD	Republik Moldau	TG	Togo
BB	Barbados	GH	Ghana	MG	Madagaskar	TJ	Tadschikistan
BE	Belgien	GN	Guinea	MK	Die ehemalige jugoslawische Republik Mazedonien	TM	Turkmenistan
BF	Burkina Faso	GR	Griechenland	ML	Mali	TR	Türkei
BG	Bulgarien	HU	Ungarn	MN	Mongolei	TT	Trinidad und Tobago
BJ	Benin	IE	Irland	MR	Mauretanien	UA	Ukraine
BR	Brasilien	IL	Israel	MW	Malawi	UG	Uganda
BY	Belarus	IS	Island	MX	Mexiko	US	Vereinigte Staaten von Amerika
CA	Kanada	IT	Italien	NE	Niger	UZ	Usbekistan
CF	Zentralafrikanische Republik	JP	Japan	NL	Niederlande	VN	Vietnam
CG	Kongo	KE	Kenia	NO	Norwegen	YU	Jugoslawien
CH	Schweiz	KG	Kirgisistan	NZ	Neuseeland	ZW	Zimbabwe
CI	Côte d'Ivoire	KP	Demokratische Volksrepublik Korea	PL	Polen		
CM	Kamerun	KR	Republik Korea	PT	Portugal		
CN	China	KZ	Kasachstan	RO	Rumänien		
CU	Kuba	LC	St. Lucia	RU	Russische Föderation		
CZ	Tschechische Republik	LI	Liechtenstein	SD	Sudan		
DE	Deutschland	LK	Sri Lanka	SE	Schweden		
DK	Dänemark	LR	Liberia	SG	Singapur		
EE	Estland						

Beschreibung

Verfahren und Schaltungsanordnung zur Regelung des
Abtasttakts eines phasenmodulierten Signals

5

Die vorliegende Erfindung betrifft ein Verfahren zur Regelung
des Abtasttakts eines phasenmodulierten Signals, insbesondere
eines QAM- oder CAP-Signals, nach dem Oberbegriff des
Anspruches 1 sowie eine entsprechende Schaltungsanordnung
10 nach dem Oberbegriff des Anspruchs 11.

Bei hohen Datenraten erweisen sich Frequenzmultiplexverfahren
trotz höheren Bandbreitebedarfs für Duplex-Datenübertragungen
über Telefonteilnehmer-Anschlußleitungen als günstiger als
15 Basisbandgleichlageverfahren mit Echokompensation, da das in
diesem Geschwindigkeitsbereich dominate Nebensprechen durch
seletive Filterung unterdrückt werden kann. Für schnelle
Datenübertragungen im Telefonteilnehmer-Anschlußbereich
werden daher unter dem begriff VDSL (Very High Bit Rate
20 Digital Subscriber Line) derzeit Einträgerverfahren, wie z.B.
QAM (Quadraturamplitudenmodulation) und CAP (Carrierless
Amplitude/Phase Modulation) diskutiert, da hiermit
verschiedene Fequenzbereiche für beide Übertragungsrichtungen
in einfache Art und Weise durch eine geeignete Wahl der
25 Träger- bzw. Mittenfrequenzen realisiert werden können.

QAM-Systeme werden bisher in vielen verschiedenen
Anwendungen, u.a. in Sprachbandmodems, eingesetzt.
Sendeseitig werden die zu übertragenden binären Daten jeweils
30 in Gruppen von N Bits zusammengefaßt und einem Codierer
zugeführt. Dieser ordnet jeder dieser 2^N Kombinationen einen
bestimmten Punkt oder Signalvektor in einem zweidimensionalen
Signalraum zu, der durch karthesische Koordinaten a_1 , a_2
definiert wird. Die einzelnen Signalpunkte können auch als
35 Punkte in einer komplexen I/Q-Zahlenebene interpretiert
werden.

In Fig. 6 ist schematisch der Aufbau eines QAM-Modulators dargestellt, wie er meist in analogen Systemen eingesetzt wird. Die zu übertragenden Signalpunkte oder Signalvektoren, welche durch die Koordinaten a_1 , a_0 definiert sind, werden auf
5 zwei separate Teilkanäle gegeben und mit Hilfe eines entsprechenden Digital/Analog-Wandlers 24a, 24b abgetastet und in entsprechende digitale Signalwerte umgesetzt. Nach einer Tiefpaßfilterung mit Hilfe von entsprechenden Tiefpaßfiltern 25a, 25b zur Unterdrückung störender
10 Spektralanteile in der Umgebung der Abtastfrequenz werden die Teilsignale entweder durch einen Multiplizierer 26a mit dem Trägersignal $\cos(2\pi f_0 t)$ oder durch einen Multiplizierer 26b mit einem dazu orthogonalen Trägersignal $\sin(2\pi f_0 t)$ multipliziert und somit moduliert. Nach der Modulation werden
15 die beiden Teilsignale in einem Addierer 27 addiert und als Sendesignal $x_s(t)$ an einen Empfänger übertragen.

Aufgrund der Multiplikation mit dem Trägersignal $\cos(2\pi f_0 t)$ bzw. dem dazu orthogonalen Signal $\sin(2\pi f_0 t)$ wird der
20 Realteil a_1 des zu übertragenden komplexen Signalwerts/Signalvektors auch als Normal- oder In-Phase-Komponente und der Imaginärteil a_0 als Quadraturkomponente bezeichnet.

25 Bei einer einfachen Phasenmodulation (PSK, Phase Shift Keying) liegen sämtliche zu übertragende komplexen Signalwerte in der komplexen Ebene auf einem Kreis, d.h. sie unterscheiden sich lediglich in der Drehung des entsprechenden Signalvektors und besitzen dieselbe Amplitude.

30 Bei einer kombinierten Phasen- und Amplitudenmodulation, wie insbesondere der QAM, wird die gesamte komplexe Ebene ausgenutzt und jedem komplexen Signalwert eine Kombination aus einer bestimmten Trägeramplitude und einer entsprechenden Phase zugewiesen.

35

In Fig. 7 ist der Aufbau eines dem in Fig. 6 gezeigten QAM-Modulator entsprechenden QAM-Demodulators dargestellt. Ein

quadraturamplitudenmoduliertes Empfangssignal $x_E(t)$ wird gleichzeitig Multiplizierern 28a, 28b zugeführt, welche das Empfangssignal mit dem Trägersignal $\cos(2\pi f_0 t)$ bzw. dem dazu orthogonalen Signal $\sin(2\pi f_0 t)$ multiplizieren und somit in
5 das Basisband zurückmischen. Anschließend werden die beiden Basisbandsignale mit Hilfe von Tiefpaßfiltern 29a, 29b gefiltert, so daß störende Spektralanteile in der Umgebung der doppelten Trägerfrequenz, welche bei der Multiplikation mit den Trägersignalen entstehen, unterdrückt werden. Die
10 somit erhaltenen geglätteten Basisbandsignale werden mit Hilfe von Analog/Digital-Wandlern 30a, 30b abgetastet, um die gewünschten Signalkomponenten a_1 und a_0 zurückzugewinnen, und in einem (nicht gezeigten) Entzerrernetzwerk weiter verarbeitet.

15 Bei einer digitalen Realisierung des Demodulators muß das Empfangssignal $x_E(t)$ entsprechend zuerst abgetastet, d.h. digital/analog gewandelt, werden, um die Multiplikation mit den Trägersignalen und die Tiefpaßfilterung rein digital
20 durchzuführen.

Wie bereits beschrieben worden ist, werden bei der QAM die Modulation und Demodulation durch Drehung von Signalvektoren mit geeigneter Filterung durchgeführt. Eine Vereinfachung
25 ergibt sich, wenn die Drehoperationen sowohl im Sender als auch im Empfänger unterdrückt werden, so daß keine Multiplikationen mit den Trägersignalen $\cos(2\pi f_0 t)$ und $\sin(2\pi f_0 t)$ durchgeführt werden müssen und der Frequenzbereich für das Sendesignal ausschließlich durch die verwendeten
30 Filter festgelegt wird. Derartige Übertragungssysteme werden als CAP-Systeme (Carrierless Amplitude/Phase Modulation) bezeichnet. Ein CAP-Übertragungssystem ist nur dann mit einem entsprechenden QAM-Übertragungssystem äquivalent, wenn die Trägerfrequenz einem ganzzahligen Vielfachen der
35 Abtastfrequenz entspricht. CAP-Übertragungssysteme besitzen gegenüber QAM-Übertragungssystemen insbesondere dann Vorteile, wenn eine digitale Realisierung gewünscht ist.

Bei Empfängern für phasenmodulierte Signale, insbesondere bei QAM- oder CAP-Empfängern, wird üblicherweise der Abtasttakt, mit dem das Signal abgetastet werden soll, mit Hilfe eines entscheidungsrückgekoppelten (Decision Feedback) Taktregelkriteriums geregelt. Dabei wird anhand des demodulierten und entzerrten Empfangssignalvektors die Signalkomponenten des entsprechenden Sendesignalvektors geschätzt und durch Vergleich des Empfangssignalvektors mit dem geschätzten Sendesignalvektor ein Phasenfehlersignal zur Regelung der Abtastphase in einem Abtasttakt-Regelkreis generiert. Diese Vorgehensweise besitzt im Vergleich zu nicht-entscheidungsrückgekoppelten Taktregelkriterien, bei denen die Regel- oder Einstellinformation für den Abtasttakt unmittelbar aus dem Empfangssignal durch nichtlineare Operationen (z.B. Betragsbildung) gewonnen werden, den Vorteil, daß ein günstigeres Jitterverhalten erzielt werden kann.

Nachteilig bei dieser Art der Abtasttaktregelung ist jedoch das Einlaufverhalten. Die Entzerrung des Empfangssignals erfolgt in der Regel mit Hilfe digitaler Filter, deren Filterkoeffizienten adaptiv eingestellt werden. Zu Beginn der Abtasttaktregelung ist jedoch bei noch nicht eingestellten Entzerrern die Wahrscheinlichkeit einer Fehlentscheidung relativ groß, so daß die Gefahr von Fehlsynchronisationen besteht.

Diese Gefahr einer Fehlsynchronisation kann dadurch reduziert werden, daß mit einem bezüglich 90° symmetrischen Signalkonstellation, beispielsweise einem 4-QAM/CAP-Signal, gearbeitet wird. Auch in diesem Fall können jedoch zufällige Fehlsynchronisationen auftreten. Bei Verwendung von Signalkonstellationen, die keine 90° -Symmetrie besitzen, ist bei einer reinen entscheidungsrückgekoppelten Abtasttaktregelung keine fehlerfreie Synchronisation

gewährleistet. Derartige Signalkonstellationen werden jedoch derzeit für den oben erwähnten VDSL-Standard diskutiert.

Der vorliegenden Erfindung liegt daher die Aufgabe zugrunde,
5 ein Verfahren und eine Schaltungsanordnung zur Regelung des Abtasttakts eines phasenmodulierten Signals, insbesondere eines amplituden/phasenmodulierten Signals, bereitzustellen, womit auch bei nichtsymmetrischen Signalkonstellationen eine fehlerfreie Taktsynchronisation erzielt werden kann.

10 Diese Aufgabe wird gemäß der vorliegenden Erfindung durch ein Verfahren mit den Merkmalen des Anspruchs 1 bzw. eine Schaltungsanordnung mit den Merkmalen des Anspruchs 11 gelöst. Die Unteransprüche definieren bevorzugte und
15 vorteilhafte Ausführungsformen der vorliegenden Erfindung.

Die vorliegende Erfindung schlägt vor, während einer Startphase der Abtasttaktregelung zunächst einen möglichst optimalen Start-Abtasttakt bzw. eine möglichst optimale
20 Start-Abtastphase zu ermitteln. Während dieser Startphase wird der üblicherweise für die Abtasttaktregelung vorgesehene Abtasttakt-Regelkreis deaktiviert und die Abtastung des Empfangssignals mit einem sich kontinuierlich ändernden Abtasttakt durchgeführt. Ebenso wird während dieser
25 Startphase vorzugsweise die adaptive Einstellung der zuvor erwähnten digitalen Filter, welche zur Entzerrung vorgesehen sind, deaktiviert.

Während der Startphase wird bevorzugt eine reduzierte
30 Signalkonstellation verwendet, wobei während der Startphase insbesondere lediglich vier unterschiedliche Signalwerte oder Signalvektoren verwendet werden können, die eine Untermenge der gemäß dem Übertragungssystem insgesamt möglichen Signalvektoren darstellen. Dabei sind diese Signalvektoren
35 vorzugsweise derart zu wählen, daß sich dieselbe Sendeleistung wie beim Senden aller Signalvektoren ergibt.

Die Ermittlung der optimalen Abtastphase erfolgt insbesondere anhand eines Vergleichs des durch die Abtastung, Demodulation und Entzerrung gewonnenen Empfangssignalvektors und eines daraufhin geschätzten Sendesignalvektors, wodurch ein

5 Fehlerwert berechnet wird, dessen Minimalwert zur Ermittlung des optimalen Abtastzeitpunkts überwacht wird.

Nach Ermittlung der optimalen Abtastphase wird der Abtasttakt-Regelkreis sowie die automatische und adaptive

10 Einstellung der Filterkoeffizienten der digitalen Filter wieder aktiviert und die übliche Abtasttaktsynchronisation durch eine entscheidungsrückgekoppelte Taktregelung durchgeführt.

15 Die vorliegende Erfindung ermöglicht eine stabile Taktregelung und fehlerfreie Taktsynchronisation auch bei nichtsymmetrischen Signalkonstellationen, wobei die Erfindung allgemein auf analoge oder digitale Empfänger für phasenmodulierte Signale anwendbar ist. Vorzugsweise wird die

20 Erfindung jedoch in digitalen QAM- oder CAP-Empfängern zur Abtasttaktsynchronisation eingesetzt.

Die Erfindung wird nachfolgend anhand eines bevorzugten Ausführungsbeispiels unter Bezugnahme auf die beigelegte

25 Zeichnung erläutert.

Fig. 1 zeigt ein schematisches Blockschaltbild eines bevorzugten Ausführungsbeispiels einer erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung zur Regelung des Abtasttakts eines

30 QAM/CAP-Signals,

Fig. 2A-2D zeigen verschiedene vierstufige Signalkonstellationen, welche während einer Startphase bei der in Fig. 1 gezeigten Schaltungsanordnung zur Ermittlung

35 einer optimalen Abtastphase verwendet werden können,

Fig. 3 zeigt einen möglichen Schaltungsaufbau eines in Fig. 1 gezeigten Fehlermittelwertbilders,

Fig. 4A und 4B zeigen Darstellungen zur Erläuterung der Ermittlung einer optimalen Abtastphase für den Fall der Verwendung einer nichtsymmetrischen Signalkonstellation während der Startphase,

Fig. 5A und 5B zeigen Darstellungen zur Erläuterung der Ermittlung einer optimalen Abtastphase für den Fall der Verwendung einer symmetrischen Signalkonstellation während der Startphase,

Fig. 6 zeigt einen vereinfachten Aufbau eines QAM-Modulators, und

Fig. 7 zeigt einen vereinfachten Aufbau eines QAM-Demodulators.

In Fig. 1 ist beispielhaft ein erfindungsgemäß aufgebauter QAM- oder CAP-Empfänger dargestellt. Ein in einem Sender entsprechend modulierte und an den Empfänger übertragenes Empfangssignal $x_E(t)$ wird eingangsseitig mit Hilfe eines Analog/Digital-Wandlers 1 abgetastet und somit in einen binären Datenstrom umgesetzt, der anschließend gemäß dem gewählten Modulationsverfahren in einer entsprechenden Einrichtung 2 demoduliert und entzerrt wird. Die in Fig. 1 gezeigte Demodulator- und Entzerrereinrichtung 2 ersetzt die in Fig. 7 für den Fall eines analogen Demodulators dargestellte Struktur.

Üblicherweise wird die Entzerrung nach der Demodulation durchgeführt, wobei das demodulierte Signal mit der Abtastfrequenz oder der doppelten Abtastfrequenz einem vierkanaligen und komplexwertigen Entzerrer zugeführt wird, der in Form von digitalen Filtern realisiert ist. Dabei ist der Einsatz eines rein linearen Entzerrers oder einer

Kombination aus linearen und entscheidungsgrückgekoppelten Entzerrern möglich. Die Filterkoeffizienten des Entzerrers müssen im Betrieb adaptiv auf die aktuelle Übertragungsleitung bzw. den aktuellen Übertragungskanal
5 eingestellt werden. Zu diesem Zweck ist ein entsprechender Regelkreis 33 vorgesehen, welcher adaptiv oder iterativ die optimale Einstellung der Filterkoeffizienten vornimmt.

Darüber hinaus ist wegen der starken Abhängigkeit der
10 Dämpfung des Empfangssignals $x_E(t)$ von der jeweiligen Leitungslänge eine automatische Signalpegelregelung (Automatic Gain Control, AGC) erforderlich. Zu diesem Zweck ist zwischen dem Analog/Digital-Wandler 1 und dem Demodulator/Entzerrer 2 ein digitaler Regelverstärker 32
15 vorgesehen, der über einen Multiplizierer 31 den Empfangssignalpegel mit einem entsprechenden Faktor vergrößert/verringert. Das Regelsignal zur Einstellung des digitalen Regelverstärkers 32 wird von dem Ausgangssignal des Entzerrers abgeleitet. Um die Anforderungen an den
20 Analog/Digital-Wandler 1 zu reduzieren, kann der Signalpegel des das Empfangssignals $x_E(t)$ bereits vor dem Analog/Digital-Wandler 1 analog verstärkt oder abgeschwächt und an die jeweilige Übertragungsleitung angepaßt werden.

25 Die von dem Demodulator und Entzerrer 2 gelieferten Komponenten a'_I und a'_Q eines komplexen Signalvektors bzw. komplexen Signalwerts des Empfangssignals $x_E(t)$ werden einer Entscheidungslogik 3 zugeführt. Dieser Entscheider 3 besitzt die Aufgabe, zu jedem empfangenen Wertepaar a'_I und a'_Q die
30 entsprechenden tatsächlichen Sendedaten a_I und a_Q bzw. den entsprechenden Sendevektor abzuschätzen.

Die Regelinformation zur Einstellung der Filterkoeffizienten für den Regelkreis 33 wird unmittelbar aus der Differenz
35 zwischen den an dem Entscheider 3 anliegenden Empfangssignalwerten a'_I und a'_Q und den von dem Entscheider 3 davon abhängig geschätzten Sendedesignalwerten a_I und a_Q

abgeleitet. Die adaptive Einstellung der Filterkoeffizienten erfolgt vorteilhafterweise durch Anwendung eines geeigneten Einstellalgorithmus, wie z.B. des sogenannten MSE-, SGN- oder SGN/SGN-Algorithmus.

5

Für eine fehlerfreie Funktion des in Fig. 1 gezeigten Empfängers ist weiterhin eine Regelung des Abtasttakts des Analog/Digital-Wandlers 1 erforderlich. Bei einer Veränderung der Abtastphase ist auch eine Veränderung der

10 Filterkoeffizienten des Entzerrers 2 erforderlich, so daß die Regelung des Abtasttakts dafür sorgen muß, daß sich die Abtastphase im laufenden Betrieb nicht verändert. Zu diesem Zweck ist ein Abtasttakt-Regelkreis vorgesehen, der als wesentliche Elemente einen Taktregler 4 und einen davon
15 abhängig angesteuerten Taktgenerator 13 umfaßt. Des weiteren befindet sich in dem Abtasttakt-Regelkreis ein Regelkreisfilter 5. Der Taktregler 4 erzeugt anhand eines entscheidungsrückgekoppelten Taktregelkriteriums durch Vergleich der empfangenen, entzerrten und demodulierten
20 Signalvektorwerte a'_1 und a'_0 mit dem durch den Entscheider 3 geschätzten Signalvektorwerten a_1 und a_0 ein Einstellsignal für den Taktgenerator 13, um den Abtasttakt entsprechend einzustellen.

25 Da zu Beginn eines Verbindungsaufbaus zunächst mit Fehlentscheidungen bei der Abtasttaktregelung zu rechnen ist, kann kein sicherer Einlauf bzw. keine korrekte adaptive Einstellung des Entzerrers 2 und dessen digitalen Empfangsfilterpaares erwartet werden. Daher wird bei dem in
30 Fig. 1 gezeigten Empfänger der eigentlichen Betriebsphase eine Startphase vorgeschoben, während der bei Deaktivierung des Abtasttakt-Regelkreises sowie der adaptiven Einstellung der Filterkoeffizienten eine möglichst optimale Abtastphase für die Abtastung des Empfangssignals $x_E(t)$ ermittelt wird.

35

Während dieser Startphase wird in dem Übertragungssystem mit einer reduzierten Signalkonstellation gearbeitet, d.h. es

werden lediglich komplexe Signalvektoren oder Signalwerte verwendet, welche eine Untermenge der insgesamt möglichen Signalwerte oder Signalvektoren darstellen. Insbesondere wird mit einer lediglich vierstufigen Signalkonstellation

5 gearbeitet, so daß lediglich Signale mit vier verschiedenen Signalpunkten in der komplexen I/Q-Ebene übertragen werden. Dabei sind diese vier Signalpunkte möglichst so zu wählen, daß sich dieselbe Signalleistung wie beim Senden aller möglicher Signalpunkte ergibt, damit während dieser

10 Startphase die sich im normalen Betrieb einstellenden Bedingungen möglichst gut simuliert werden können.

Fig. 2A bzw. 2B und 2C bzw. 2D zeigen während dieser Startphase mögliche Signalkonstellationen für ein im normalen

15 Betrieb 16-stufiges bzw. 64-stufiges QAM/CAP-Übertragungssignal, wobei die möglichen vier Signalpunkte für die Start- oder Einlaufphase markiert sind. In Fig. 2A und 2B sind Beispiele für eine 4-stufige und nicht 90°-symmetrische Signalkonstellation für die Startphase dargestellt. In Fig.

20 2C und 2D sind hingegen entsprechende Beispiele für eine 4-stufige und 90°-symmetrische Signalkonstellation dargestellt.

Der Ablauf der Startphase wird zentral von einer in Fig. 1 gezeigten Ablaufsteuerung 12 gesteuert. Diese Ablaufsteuerung

25 12 erzeugt direkt bzw. im Zusammenwirken mit einem nachfolgend noch näher beschriebenen Vergleicher 11 verschiedene Steuersignale a-f, welche auf entsprechende Komponenten der in Fig. 1 gezeigten Schaltungsanordnung einwirken. Die Ablaufsteuerung 12 sorgt während des

30 Systemhochlaufs insbesondere dafür, daß sich die in Fig. 1 dargestellten einzelnen Regelungen nicht negativ beeinflussen können. Da der Signalpegel am Ausgang der digitalen Empfangsfilter des Entzerrers 2 sowohl von dem digitalen Regelverstärker 32 als auch von dem Regelkreis 33 zur

35 Einstellung der Filterkoeffizienten beeinflußt wird, muß die Ablaufsteuerung dafür sorgen, daß immer nur eine dieser beiden Regelungen aktiv sein kann. Da zudem bei adaptiver

Einstellung der Filterkoeffizienten durch den Regelkreis 33 und gleichzeitiger Regelung der Abtastphase durch den Abtasttakt-Regelkreis Verkoppelungen dieser beiden Regelungen auftreten können, welche zu einem instabilen Einlaufverhalten führen, muß die Ablaufsteuerung 12 des weiteren dafür sorgen, daß diese beiden Regelungen voneinander entkoppelt werden.

Die Ablaufsteuerung steuert daher den Ablauf der Startphase derart, daß zunächst mit Hilfe des Steuersignals f lediglich der digitale Regelverstärker 32 aktiviert wird. Während der Einstellphase des digitalen Regelverstärkers 32 ist sowohl der Abtasttakt-Regelkreis als auch der Regelkreis 33 zur adaptiven Einstellung der Filterkoeffizienten deaktiviert. Dies erreicht die Ablaufsteuerung über die Steuersignale d bzw. e, wobei das Steuersignal d direkt auf einen steuerbaren Schalter 6 einwirkt. Bei der in Fig. 1 gezeigten Stellung des Schalters 6 ist der Abtasttakt-Regelkreis geöffnet und somit deaktiviert. Während dieses ersten Abschnitts der Startphase verändert sich der Einstellwert des digitalen Regelverstärkers 32 solange bis der Signalpegel am Ausgang des Entzerrers 2 einen bestimmten Wert erreicht hat. Ab diesem Zeitpunkt wird der digitale Regelverstärker 32 durch die Ablaufsteuerung wieder deaktiviert.

Die adaptive Einstellung der Filterkoeffizienten des Entzerrers 2 darf jedoch erst dann wieder freigegeben werden, wenn die Abtastphase näherungsweise ihren von der zufälligen Anfangsphase abhängigen Endwert erreicht hat. Um diesen für die Aktivierung des Abtasttakt-Regelkreises und der adaptiven Einstellung der Filterkoeffizienten optimalen Wert der Abtastphase zu ermitteln, wird daher von der Ablaufsteuerung während der Startphase zunächst eine Trainingsphase für die Abtasttaktregelung gestartet, deren Ziel es ist, eine Abtastphase zu ermitteln, bei der eine Umschaltung auf die endgültige entscheidungsrückgekoppelte Abtasttaktregelung und die Freigabe der adaptiven Einstellung der

Filterkoeffizienten ohne Auftreten von Fehlsynchronisationen möglich ist.

Während dieser Trainingsphase sorgt die Ablaufsteuerung daher
5 dafür, daß der Abtasttakt-Regelkreis weiterhin unterbrochen
und die adaptive Einstellung der Filterkoeffizienten durch
den Regelkreis 33 deaktiviert ist. Der Entzerrer 2 wird in
diesem Fall mit festen Startkoeffizienten betrieben. Der
steuerbare Schalter 6 befindet sich in der in Fig. 1
10 gezeigten Stellung, so daß dem Taktgenerator 13 eine
konstante Verstellinformation zugeführt und das
Empfangssignal $x_E(t)$ mit einer sich konstant verändernden
Abtastphase abgetastet wird. Diese konstante
Verstellinformation ist insbesondere derart zu wählen, daß
15 unter Berücksichtigung aller Frequenztoleranzen (Symbolrate
des Empfangssignals $x_E(t)$ und interner Taktgenerator 13) ein
minimaler Frequenzversatz zwischen der Sendesymbolrate und
der aus dem Taktgenerator 13 abgeleiteten Empfangssymbolrate
gewährleistet ist.

20 Am Eingang des Entscheider 3 tritt somit ein demoduliertes
Empfangssignal mit einer entweder linear steigenden oder
linear fallenden Abtastphase auf. Prinzipiell kann
festgestellt werden, daß bei einer sich linear verändernden
25 Abtastphase die optimale Abtastphase periodisch durchlaufen
wird. Bei CAP-Systemen ergibt sich hierfür eine Periodendauer
 T , wobei T dem Kehrwert der Symbol- oder Baudrate entspricht.
Bei bezüglich 90° symmetrischen Signalkonstellationen können
im Abstand von Vielfachen von $T/4$ weitere suboptimale
30 Abtastphasen auftreten. Bei QAM-Systemen kann sich bei
Systemen ohne spezielle Trägerregelung abhängig von dem
Verhältnis der Trägerfrequenz zu der Symbol- oder Baudrate
eine wesentlich längere Periode für die optimale Abtastphase
ergeben. In diesem Fall können bei Vielfachen von T
35 suboptimale Abtastphasen auftreten.

Durch Vergleich dieses am Eingang des Entscheiders 3 auftretenden Empfangssignalvektors a'_0, a'_1 mit dem von dem Entscheider 3 geschätzten Sendesignalvektor a_0, a_1 kann die optimale Abtastphase ermittelt werden, d.h. als Kriterium für die Ermittlung der optimalen Abtastphase wird der Entscheidungsfehler ausgewertet. Dabei wird vorausgesetzt, daß sich im optimalen Abtastzeitpunkt mit dem durch seine Startkoeffizienten fest eingestellten Entzerrer 2 bei allen in Betracht kommenden Übertragungsleitungen eine deutlich reduzierte Fehlentscheidungsrate ergibt, was auch tatsächlich immer zutrifft. Durchläuft die Abtastphase ihren optimalen Wert, wird der jeweils berechnete mittlere quadratische oder mittlere absolute Fehler minimal.

Der mittlere absolute Entscheidungsfehler $MERR(i)$ zum Abtastzeitpunkt i kann beispielsweise abhängig von den zu den Abtastzeitpunkten i und $i-1$ auftretenden Fehlern $ERR(i)$ und $ERR(i-1)$ mit Hilfe der folgenden rekursiven Beziehung ermittelt oder berechnet werden:

$$MERR(i) = c_0 \cdot MERR(i-1) + b_0 \cdot (|ERR(i)| + |ERR(i-1)|)$$

mit

$$c_0 = (1 - 2^{-L})$$

$$b_0 = \frac{1}{2}(1 - c_0)$$

Mit der Größe L wird die Zeitkonstante für die Mittelung vorgegeben, wobei die Mittelung beispielsweise mit Hilfe eines entsprechend der obigen rekursiven Beziehung aufgebauten digitalen Tiefpasses realisiert werden kann. Eine entsprechende Schaltung zur Berechnung des mittleren absoluten Fehlers $MERR(i)$ ist beispielhaft in Fig. 3 dargestellt. Diese Schaltung umfaßt Subtrahierer 14, 15 zum Vergleichen der am Eingang des Entscheiders 3 anliegenden Empfangssignalvektor-Komponenten mit den vom Entscheider 3

geschätzten Sendesignalvektor-Komponenten, Absolutwertbilder 16, 17, einen Addierer 18 und einen Multiplizierer 19 mit dem Multiplikationsfaktor b_0 sowie eine digitale rekursive Filterstruktur, welche Addierer 20, 22 sowie ein

5 Verzögerungsglied 21 und einen im Rückkopplungspfad angeordneten Multiplizierer 23 mit dem Multiplikationsfaktor c_0 umfaßt.

Die Trainingsphase für die Abtasttaktregelung teilt sich in

10 zwei Abschnitte auf. Während des ersten Abschnitts wird zunächst der Minimalwert des gemäß obiger Beziehung berechneten Fehlermittelwerts ermittelt. Die Zeitdauer dieses Abschnitts muß so gewählt werden, daß die Abtastphase mindestens einmal den optimalen oder einen suboptimalen Wert

15 durchläuft. Zur Ermittlung des Minimalwerts ist gemäß Fig. 1 ein entsprechender Minimalwerterfasser 10 vorgesehen, der den von einem Fehlermittelwertbilder 7, der beispielsweise gemäß Fig. 3 aufgebaut sein kann, gelieferten Fehlermittelwert kontinuierlich überwacht und bei Erreichen eines Minimalwerts

20 diesen minimalen Fehlermittelwert speichert. Während dieses Abschnitts ist ein weiterer steuerbarer Schalter 8 von der Ablaufsteuerung 12 über ein Steuersignal a in die in Fig. 1 gezeigte Stellung geschaltet.

25 Anschließend wird der steuerbare Schalter 8 für den zweiten Abschnitt der Trainingsphase von der Ablaufsteuerung 12 umgeschaltet, so daß dem bereits erwähnten Vergleicher 11 einerseits der von dem Fehlermittelwertbilder 7 gelieferte augenblickliche Fehlermittelwert und andererseits der von dem

30 Minimalwerterfasser 10 gespeicherte minimale Fehlermittelwert zugeführt werden. Der minimale Fehlermittelwert wird dem Vergleicher 11 vorzugsweise über einen Multiplizierer 9 zugeführt, der diesen Wert mit einem Faktor k etwas größer als 1 bewertet.

35

Während des zweiten Abschnitts der Trainingsphase dient dieser minimale Fehlermittelwert als Referenzwert für den von

dem Vergleicher 11 durchgeführten Vergleich mit dem augenblicklichen Fehlermittelwert. Wegen des periodischen Durchlaufens der optimalen Abtastphase und des somit periodischen Auftretens des Minimalwerts kann nach Beginn des zweiten Abschnitts der Trainingsphase ein erneutes Erreichen oder Auftreten des minimalen Fehlermittelwerts als optimale Abtastphase bzw. optimaler Abtastzeitpunkt interpretiert werden. Der zweite Abschnitt der Trainingsphase wird somit beendet, sobald der von dem Fehlermittelwertbilder 7
5 gelieferte Fehlermittelwert keiner als der mit dem Faktor k bewertete und gespeicherte minimale Fehlermittelwert ist. In diesem Fall erzeugt der Vergleicher 11 die Steuersignale d und e , welche einerseits den steuerbaren Schalter 6 umschalten, um den Abtasttakt-Regelkreis zu aktivieren, und
10 andererseits die adaptive Einstellung der Filterkoeffizienten für den Entzerrer 2 freigeben.

Die Funktionsweise der zuvor beschriebene Schaltung soll nachfolgend näher anhand der in Fig. 4A und 4B gezeigten
20 Darstellungen erläutert werden, wobei Fig. 4A den Verlauf des von dem Fehlermittelwertbilder 7 gelieferten Fehlermittelwerts in Abhängigkeit von der Abtastphase bei einem CAP-System mit einer 4-stufigen nicht 90° -symmetrischen Signalkonstellation (vgl. Fig. 2A und 2B) zeigt, während in
25 Fig. 4B für denselben Fall der zeitabhängige Verlauf des Fehlermittelwerts, der Abtastphase und des von dem Vergleicher 11 gelieferten Vergleichswerts während der zuvor beschriebenen Einlauf- oder Startphase dargestellt ist. Insbesondere ist in Fig. 4B mit einem Pfeil der Zeitpunkt
30 angedeutet, bei dem der Fehlermittelwert erneut seinen Minimalwert erreicht und demzufolge der Abtasttakt-Regelkreis geschlossen wird, um anschließend die Abtastphase bzw. den Abtasttakt konstant auf den somit ermittelten optimalen Startwert zu regeln. Ebenfalls wird zu diesem Zeitpunkt die
35 adaptive Einstellung der Filterkoeffizienten durch den Regelkreis 33 freigegeben. Nach Beendigung der Trainingsphase zu dem mit dem Pfeil dargestellten Zeitpunkt liegt eine für

den weiteren Regelvorgang günstige Abtastphase vor, so daß nach dem Umschaltzeitpunkt zur Freigabe bzw. Aktivierung des Abtasttakt-Regelkreises und der adaptiven Einstellung der Filterkoeffizienten eine stabile Synchronisation des

5 Abtasttakts trotz entscheidungsrückgekoppelter Abtasttaktregelung möglich ist.

In Fig. 5A und 5B sind die entsprechenden Verläufe für den Fall einer während der Startphase 90° -symmetrischen

10 Signalkonstellation dargestellt (vgl. Fig. 2C und 2D).

Die Umschaltung des Übertragungssignals auf die endgültige Signalkonstellation mit sämtlichen möglichen komplexen Signalpunkten oder Signalvektoren erfolgt vorteilhafterweise

15 nach Beendigung der Startphase erst, wenn der Fehler bzw. Signalrauschabstand am Eingang des Entscheiders 3 einen bestimmten Grenzwert, der von der Stufigkeit der jeweils gewählten Signalkonstellation abhängt, erreicht hat.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Regelung des Abtasttakts eines phasenmodulierten Signals,
5 umfassend die Schritte:
a) Abtasten, Demodulieren und Entzerren eines empfangenen phasenmodulierten Signals ($x_E(t)$), dessen Signalwerte durch Signalvektoren darstellbar sind, um für jeden Signalwert einen entsprechenden Empfangssignalvektor (a'_0, a'_1) zu
10 erhalten,
b) Schätzen eines dem Empfangssignalvektor entsprechenden Sendesignalvektors (a_0, a_1),
c) Vergleichen des im Schritt a) erhaltenen Empfangssignalvektors (a'_0, a'_1) und des im Schritt b) geschätzten Sendesignalvektors (a_0, a_1), und
15 d) Einstellen des Abtasttakts für die im Schritt a) durchgeführte Abtastung in Abhängigkeit von dem im Schritt c) erhaltenen Vergleichsergebnis,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t,
20 daß während einer Startphase der Schritt d) zunächst deaktiviert und das empfangene Signal ($x_E(t)$) im Schritt a) mit einem sich kontinuierlich verändernden Abtasttakt abgetastet und den Schritten b) und c) unterzogen wird, um einen dem im Schritt c) erhaltenen Vergleichsergebnis
25 entsprechenden Fehlerwert zu ermitteln,
daß ein einem minimalen Fehlerwert entsprechender Start-Abtasttakt ermittelt wird, und
daß nach der Ermittlung des Start-Abtasttakts der Schritt d) aktiviert wird.
30
2. Verfahren nach Anspruch 1,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t,
daß während der Startphase ein Signal ($x_E(t)$) mit einer bestimmten Anzahl von unterschiedlichen Signalvektoren
35 verwendet wird, wobei diese Signalvektoren eine Untermenge der insgesamt möglichen Signalvektoren darstellen.

3. Verfahren nach Anspruch 2,
dadurch gekennzeichnet,
daß während der Startphase ein Signal ($x_E(t)$) mit vier
unterschiedlichen Signalvektoren verwendet wird.
- 5
4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1-3,
dadurch gekennzeichnet,
daß die während der Startphase verwendeten Signalvektoren
derart gewählt werden, daß sich im wesentlichen dieselbe
10 Sendeleistung wie beim Senden aller möglicher Signalvektoren
ergibt.
5. Verfahren nach einem der Ansprüche 1-4,
dadurch gekennzeichnet,
15 daß im Schritt a) das abgetastete Signal ($x_E(t)$) in ein
digitales Signal umgesetzt und mit Hilfe digitaler Filter (2)
entzerzt wird, und
daß die Filterkoeffizienten der digitalen Filter (2) in
Abhängigkeit von dem im Schritt c) erhaltenen
20 Vergleichsergebnis adaptiv eingestellt werden,
wobei die adaptive Einstellung der Filterkoeffizienten
während der Startphase deaktiviert und die digitalen Filter
(2) mit bestimmten konstanten Filterkoeffizienten betrieben
werden, und wobei die adaptive Einstellung der
25 Filterkoeffizienten nach Ermittlung des Start-Abtasttakts
freigegeben wird.
6. Verfahren nach Anspruch 5,
dadurch gekennzeichnet,
30 daß der Signalpegel des den digitalen Filtern (2) zugeführten
digitalen Signals automatisch eingestellt wird, und
daß nach der automatischen Einstellung dieses Signalpegels
die Startphase für die Ermittlung des Start-Abtasttakts
initiiert wird.
- 35
7. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,

daß die während der Startphase zur Abtastung des empfangenen Signals ($x_e(t)$) verwendete Veränderung des Abtasttakts derart gewählt wird, daß ein minimaler Versatz zwischen der Symbolrate des gesendeten Signals ($x_s(t)$) und der Symbolrate des empfangenen Signals ($x_e(t)$) gegeben ist.

8. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß während der Startphase als Fehlerwert der mittlere absolute Fehler zwischen dem Empfangssignalvektor (a'_0, a'_1) und dem geschätzten Sendesignalvektors (a_0, a_1) berechnet wird.

9. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß zur Ermittlung des Start-Abtasttakts während der Startphase das Auftreten eines minimalen Fehlerwerts überwacht und im Falle des Auftretens eines minimalen Fehlerwerts dieser minimale Fehlerwert gespeichert und der gespeicherte Fehlerwert mit den nachfolgend ermittelten augenblicklichen Fehlerwerten auf ein erneutes Auftreten des gespeicherten minimalen Fehlerwerts hin verglichen wird, wobei der Zeitpunkt des erneuten Auftretens des gespeicherten minimalen Fehlerwerts als Abtastphase für den Start-Abtasttakt verwendet wird.

10. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß nach der Startphase erst dann ein Signal ($x_e(t)$) mit sämtlichen möglichen Signalvektoren verwendet wird, wenn der Signalrauschabstand des im Schritt a) demodulierten und entzerrte Signal einen bestimmten Grenzwert erreicht hat.

11. Schaltungsanordnung zur Regelung des Abtasttakts eines phasenmodulierten Signals, mit einer Abtasteinrichtung (1) zum Abtasten eines empfangenen phasenmodulierten Signals ($x_e(t)$), dessen

Signalwerte durch Signalvektoren darstellbar sind, mit einem bestimmten Abtasttakt, mit einer Demodulations- und Entzerreinrichtung (2) zum Demodulieren und Entzerren des abgetasteten Signals, um für
5 jeden Abtastwert einen entsprechenden Empfangssignalvektor (a'_0, a'_1) auszugeben, mit einem Entscheider (3) zum Schätzen eines dem Empfangssignalvektor entsprechenden Sendesignalvektors (a_0, a_1), und
10 mit einem Abtasttakt-Regelkreis mit einem Taktregler (4) und einem Taktgenerator (13), wobei der Taktregler (4) abhängig von einem Vergleich des von dem Entscheider (3) geschätzten Sendesignalvektors (a_0, a_1) mit dem von der Demodulations- und Entzerreinrichtung (2) gelieferten Empfangssignalvektor
15 (a'_0, a'_1) ein Einstellsignal für den Taktgenerator (13) zur automatischen Regelung des Abtasttakts erzeugt, d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, daß eine Steuereinrichtung (12) vorgesehen ist, welche während einer Startphase den Abtasttakt-Regelkreis (3, 13)
20 zunächst deaktiviert und an den Taktgenerator (13) eine konstante Verstellinformation anlegt, und daß eine Fehlerminimalwert-Erfassungseinrichtung (7, 10, 11) vorgesehen ist, um in der Startphase abhängig von einem Vergleich des von dem Entscheider (3) geschätzten
25 Sendesignalvektors (a_0, a_1) mit dem von der Demodulations- und Entzerreinrichtung (2) gelieferten Empfangssignalvektor (a'_0, a'_1) einen minimalen Fehlerwert und davon abhängig einen Start-Abtasttakt zu ermitteln, wobei die Steuereinrichtung (12) derart ausgestaltet ist, daß
30 sie nach Ermittlung des Start-Abtasttakts den Abtasttakt-Regelkreis (4, 13) aktiviert.

12. Schaltungsanordnung nach Anspruch 11,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t,
35 daß die Abtasteinrichtung (1) einen Analog/Digital-Wandler zur Umsetzung des empfangenen Signals ($x_E(t)$) in ein digitales Signal umfaßt,

daß die Demodulations- und Entzerreinrichtung (2) digitale Filter zur Entzerrung der einzelnen Werte (a'_0 , a'_1) des Empfangssignalvektors aufweist, und
daß eine Filterkoeffizienten-Einstelleinrichtung (33) zur
5 adaptiven Einstellung der Filterkoeffizienten der digitalen Filter vorgesehen ist,
wobei die Steuereinrichtung (12) derart ausgestaltet ist, daß sie die Filterkoeffizienten-Einstelleinrichtung (33) während der Startphase deaktiviert und erst nach Ermittlung des
10 Start-Abtasttakts aktiviert.

13. Schaltungsanordnung nach Anspruch 11 oder 12,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t,
daß zwischen der Abtasteinrichtung (1) und der Demodulations-
15 und Entzerreinrichtung (2) ein digitaler Regelverstärker (31, 32) zur Regelung des der Demodulations- und Entzerreinrichtung (2) zugeführten Signalpegels vorgesehen ist, und
daß die Steuereinrichtung (12) derart ausgestaltet ist, daß
20 sie die Startphase zur Ermittlung des Start-Abtasttakts nach der Regelung des der Demodulations- und Entzerreinrichtung (2) zugeführten Signalpegels initiiert.

14. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 11-13,
25 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t,
daß die Fehlerminimalwert-Erfassungseinrichtung (7, 10, 11) eine Fehlermittelwert-Berechnungseinheit (7) zur Berechnung eines Fehlermittelwerts abhängig von dem Vergleich des von dem Entscheider (3) in der Startphase geschätzten
30 Sendesignalvektors (a_0 , a_1) mit dem von der Demodulations- und Entzerreinrichtung (2) in der Startphase gelieferten Empfangssignalvektor (a'_0 , a'_1), eine Minimalwert-Erfassungseinheit (10) zur Erfassung eines minimalen Fehlermittelwerts des von der Fehlermittelwert-
35 Berechnungseinheit (7) berechneten Fehlermittelwerts und eine Start-Abtasttakt-Ermittlungseinheit (11) zur Bestimmung des

Start-Abtasttakts in Abhängigkeit von dem minimalen Fehlerwert der Minimalwert-Erfassungseinheit (10) umfaßt.

15. Schaltungsanordnung nach Anspruch 14,
5 dadurch gekennzeichnet,
daß die Fehlermittelwert-Berechnungseinheit (7) derart
ausgestaltet ist, daß sie den mittleren absoluten Fehler
rekursiv abhängig von dem Vergleich des von dem Entscheider
10 (3) in der Startphase geschätzten Sendesignalvektors (a_0 , a_1)
mit dem von der Demodulations- und Entzerreinrichtung (2) in
der Startphase gelieferten Empfangssignalvektor (a'_0 , a'_1)
berechnet.

16. Schaltungsanordnung nach Anspruch 14 oder 15,
15 dadurch gekennzeichnet,
daß die Start-Abtasttakt-Ermittlungseinheit (11) derart
ausgestaltet ist, daß sie nach Erfassen eines minimalen
Fehlermittelwerts durch die Minimalwert-Erfassungseinheit
20 (10) den von der Fehlermittelwert-Berechnungseinheit (7)
gelieferten augenblicklichen Fehlermittelwert auf das erneute
Auftreten des minimalen Fehlerwerts hin überwacht und bei
erneutem Auftreten des minimalen Fehlermittelwerts ein
Stellsignal (d) zur Aktivierung des Abtasttakt-Regelkreises
25 (4, 13) ausgibt.

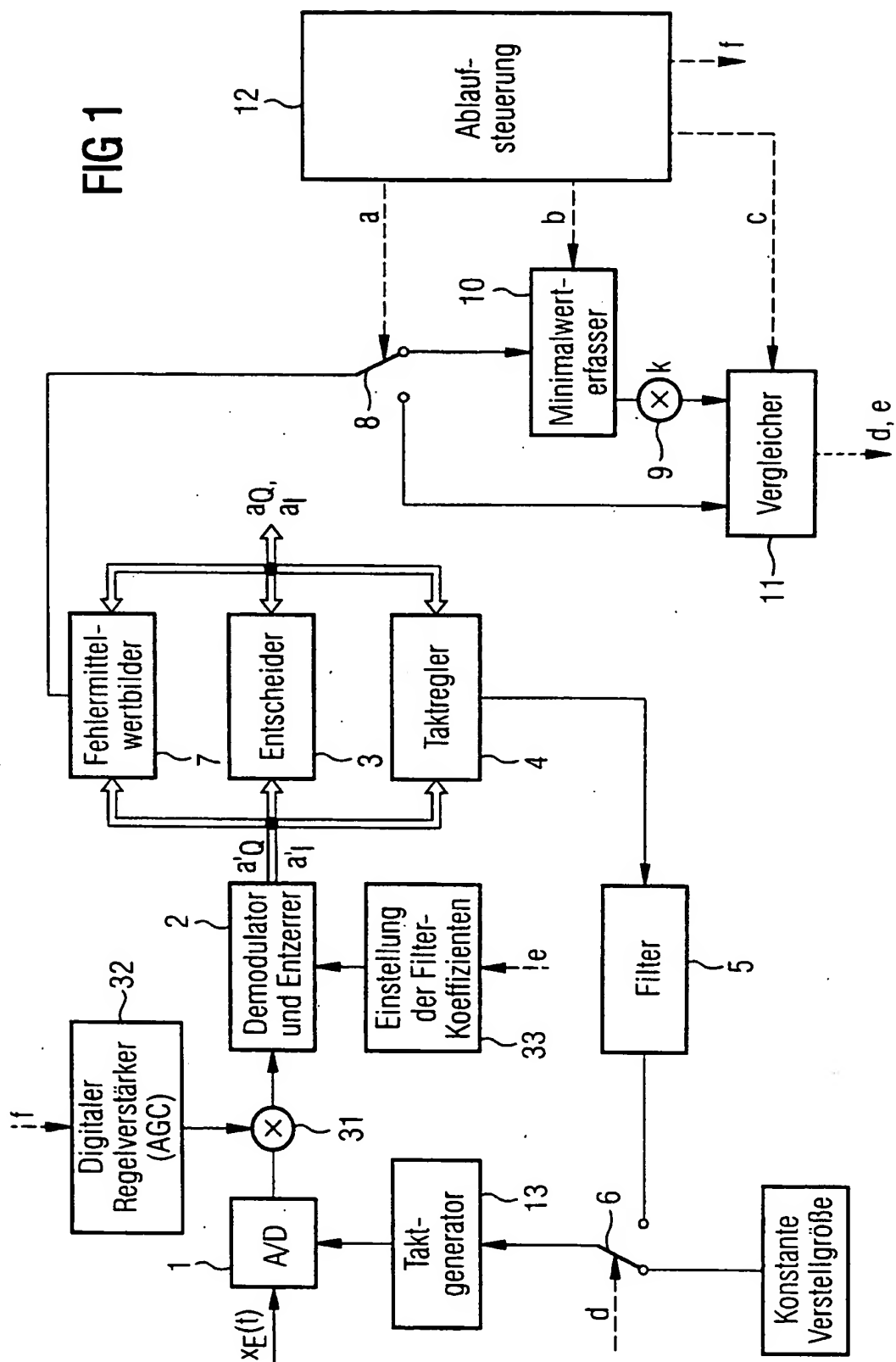
17. Schaltungsanordnung nach Anspruch 12 und 16,
dadurch gekennzeichnet,
daß die Start-Abtasttakt-Ermittlungseinheit (11) bei erneutem
Auftreten des minimalen Fehlermittelwerts ein Stellsignal (e)
30 zur Aktivierung der Filterkoeffizienten-Einstelleinrichtung
(33) ausgibt.

18. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 11-17,
dadurch gekennzeichnet,
35 daß der Taktregler (4) das Einstellsignal für den
Taktgenerator (13) anhand eines entscheidungsrückgekoppelten
Abtasttakt-Regelkriteriums erzeugt.

19. Verwendung einer Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 11-18 in einem Telekommunikationsempfänger, dadurch gekennzeichnet,
- 5 daß das empfangene Signal ($x_E(t)$) ein QAM- oder ein CAP-Signal ist.

1/5

FIG 1



2/5

FIG 2A

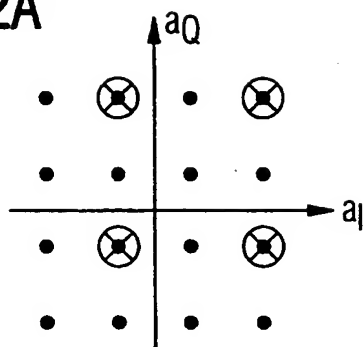


FIG 2B

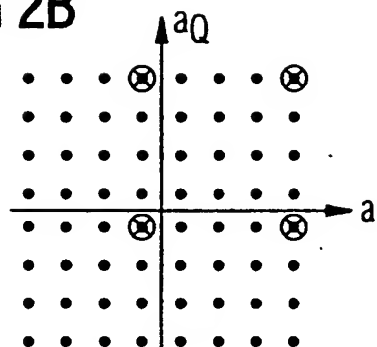


FIG 2C

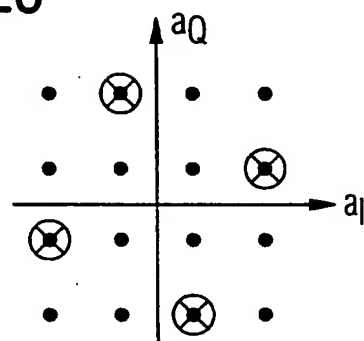


FIG 2D

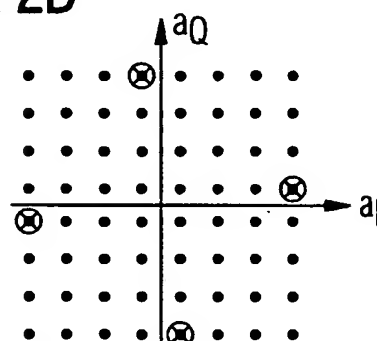


FIG 3

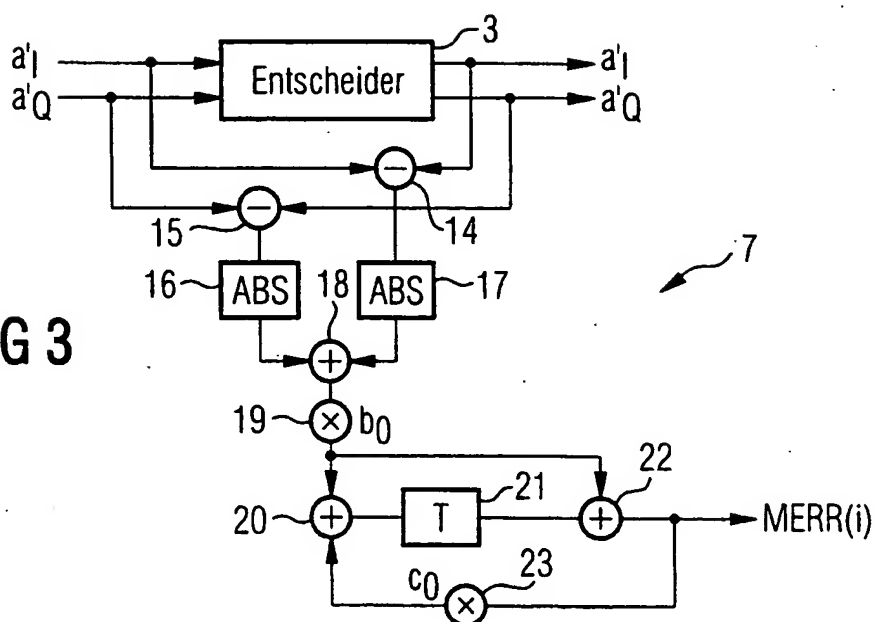


FIG 4A

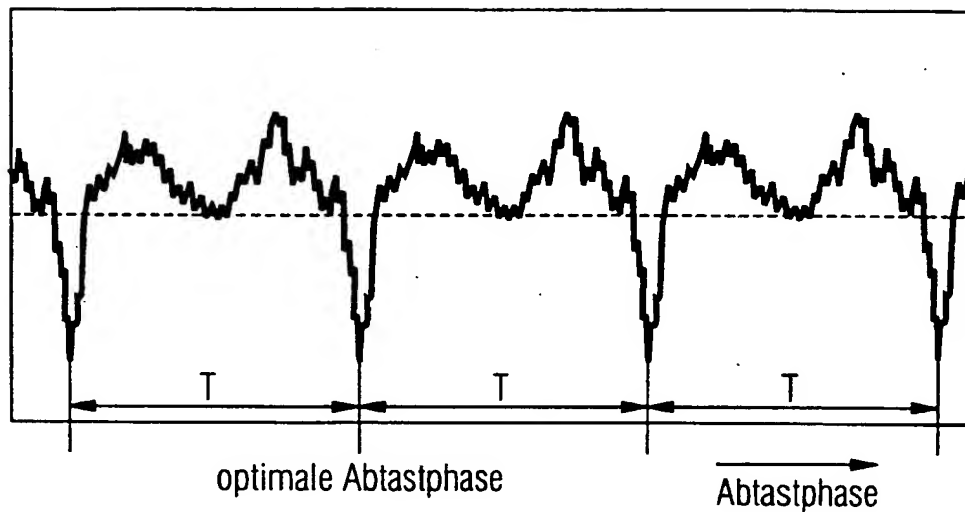
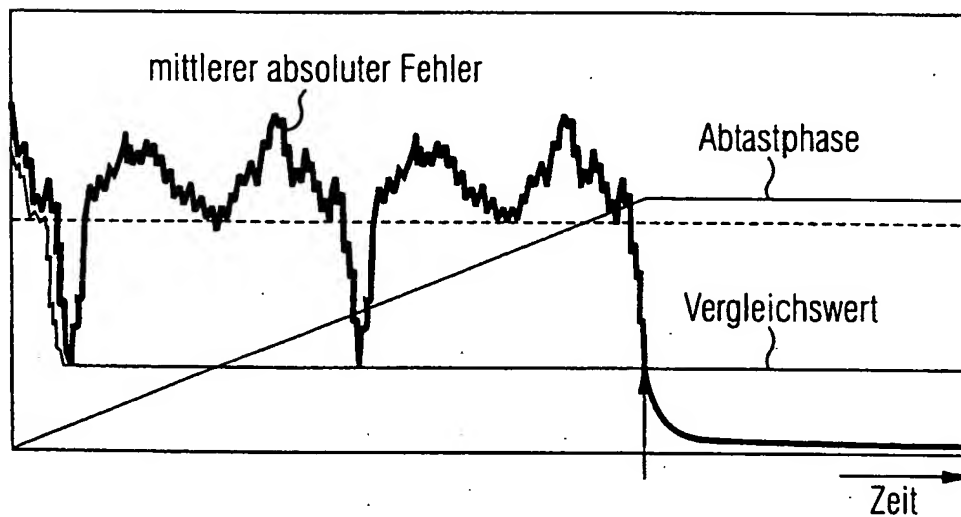


FIG 4B



4/5

FIG 5A

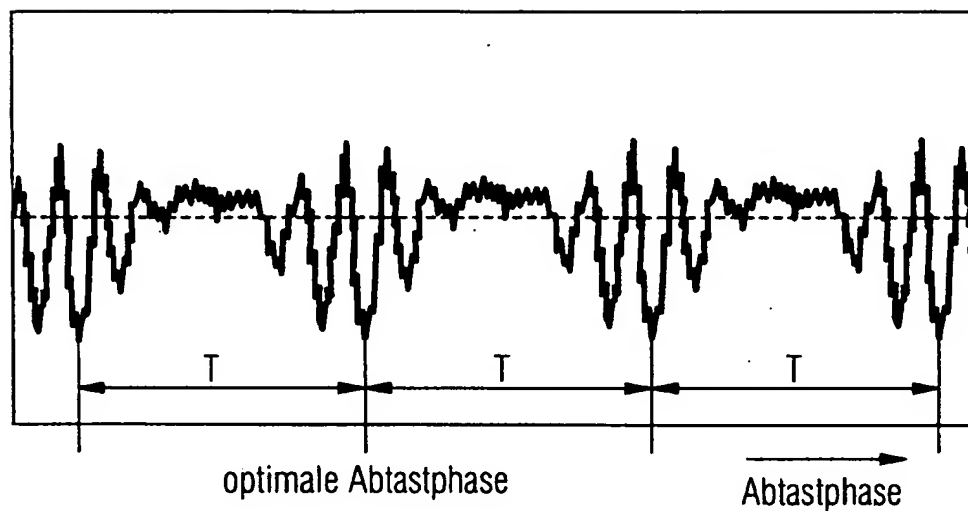
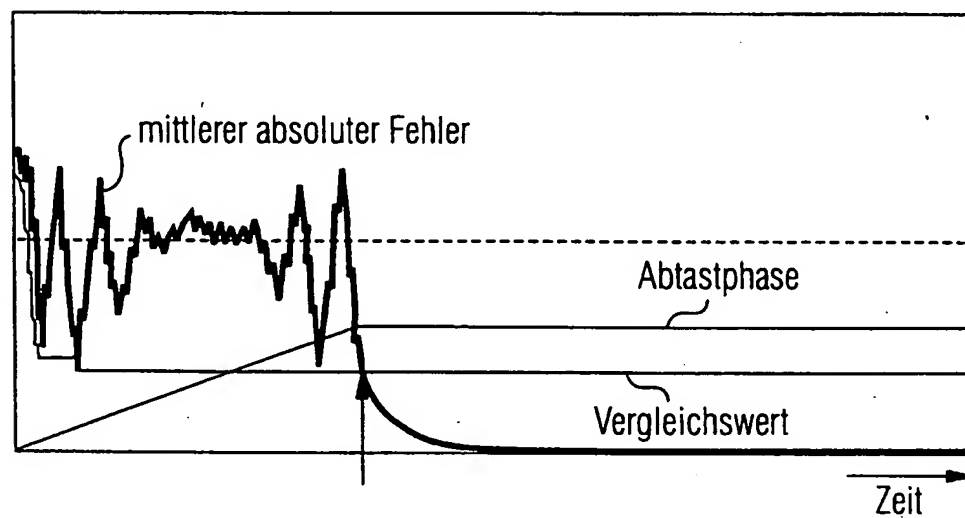


FIG 5B



5/5

FIG 6

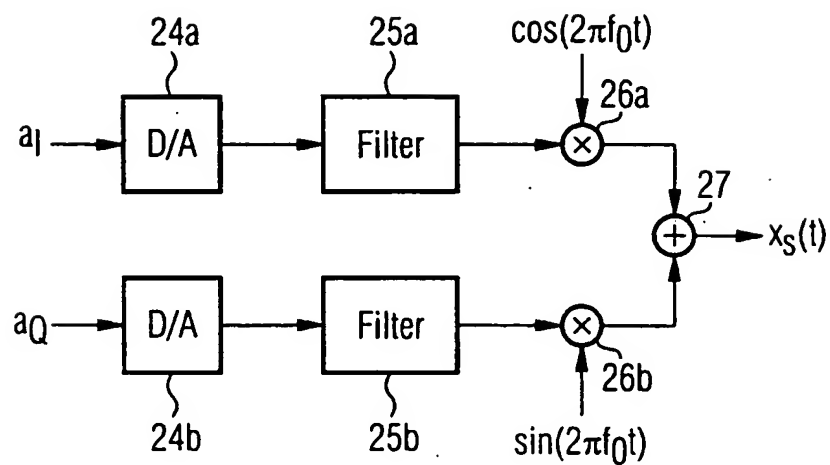
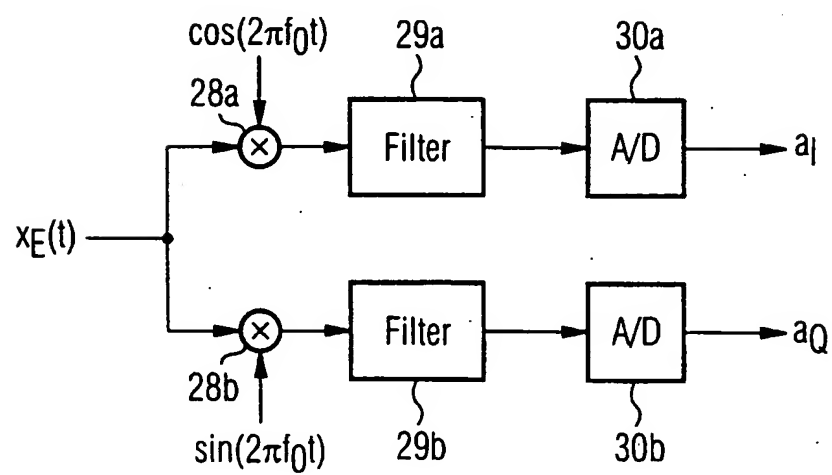


FIG 7



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.

PCT/DE 00/01372

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC 7 H04L27/233 H04L7/02 H04L7/10 H04L7/04

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 7 H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	GYSEL P ET AL: "TIMING RECOVERY IN HIGH BIT-RATE TRANSMISSION SYSTEMS OVER COPPER PAIRS" IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, US, IEEE INC. NEW YORK, vol. 46, no. 12, 1 December 1998 (1998-12-01), pages 1583-1586, XP000790917 ISSN: 0090-6778 abstract Part II	1,11,19
A	EP 0 821 503 A (NIPPON TELEGRAPH & TELEPHONE) 28 January 1998 (1998-01-28) abstract page 7, line 3 - line 27 -/-	1,11,19

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents:

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "E" earlier document but published on or after the international filing date
- "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

11 September 2000

Date of mailing of the international search report

18/09/2000

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax (+31-70) 340-3018

Authorized officer

Chauvet, C

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Int. Application No.

PCT/DE 00/01372

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>SUGIYAMA A ET AL: "A FAST TIMING RECOVERY METHOD WITH A DECISION FEEDBACK EQUALIZER FOR BAUDRATE SAMPLING"</p> <p>IEICE TRANSACTIONS ON FUNDAMENTALS OF ELECTRONICS, COMMUNICATIONS AND COMPUTER SCIENCES, JP, INSTITUTE OF ELECTRONICS INFORMATION AND COMM. ENG. TOKYO, vol. E79-A, no. 8, 1 August 1996 (1996-08-01), pages 1267-1273, XP000633542</p> <p>ISSN: 0916-8508</p> <p>abstract</p> <p>Part 2</p>	1, 11, 19

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/DE 00/01372

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP 0821503 A	28-01-1998	CA 2211291 A	22-01-1998
		JP 11008659 A	12-01-1999
		US 5920220 A	06-07-1999

A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES

IPK 7 H04L27/233 H04L7/02 H04L7/10 H04L7/04

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK

B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierter Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)

IPK 7 H04L

Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC

C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	GYSEL P ET AL: "TIMING RECOVERY IN HIGH BIT-RATE TRANSMISSION SYSTEMS OVER COPPER PAIRS" IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, US, IEEE INC. NEW YORK, Bd. 46, Nr. 12, 1. Dezember 1998 (1998-12-01), Seiten 1583-1586, XP000790917 ISSN: 0090-6778 Zusammenfassung Teil II	1,11,19
A	EP 0 821 503 A (NIPPON TELEGRAPH & TELEPHONE) 28. Januar 1998 (1998-01-28) Zusammenfassung Seite 7, Zeile 3 - Zeile 27	1,11,19
	-/-	

☒ Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen☒ Siehe Anhang Patentfamilie

* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :

A Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

E älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

L Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)

O Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht

P Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

T Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

X Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden

Y Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist

Z Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

11. September 2000

Absenddatum des internationalen Recherchenberichts

18/09/2000

Name und Postanschrift der internationalen Recherchenbehörde
Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2260 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3018

Bevollmächtigter Bediensteter

Chauvet, C

C. (Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	<p>SUGIYAMA A ET AL: "A FAST TIMING RECOVERY METHOD WITH A DECISION FEEDBACK EQUALIZER FOR BAUDRATE SAMPLING"</p> <p>IEICE TRANSACTIONS ON FUNDAMENTALS OF ELECTRONICS, COMMUNICATIONS AND COMPUTER SCIENCES, JP, INSTITUTE OF ELECTRONICS INFORMATION AND COMM. ENG. TOKYO, Bd. E79-A, Nr. 8, 1. August 1996 (1996-08-01), Seiten 1267-1273, XP000633542</p> <p>ISSN: 0916-8508</p> <p>Zusammenfassung</p> <p>Teil 2</p>	1,11,19

INTERNATIONAL RESEARCH REPORT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Inte 2 Aktenzeichen

PCT/DE 00/01372

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
EP 0821503 A	28-01-1998	CA 2211291 A	22-01-1998
		JP 11008659 A	12-01-1999
		US 5920220 A	06-07-1999

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☒ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.